

NOWY ELEKTRONIK

12/92

nr ind. 367141

miesięcznik elektroników

cena 9500 zł

SPIS TREŚCI

Modyfikacja wzmacniacza PW 9010.....	2
Konwerter napięcie/współczynnik wypełnienia.....	3
Automatyczna ładowarka akumulatorów.....	5
KF konwerter.....	5
Precyzyjnie równoważymy mostek.....	6
Elektroniczny przełącznik 8-kanalowy sygnałów analogowych z możliwością kodowania wejścia.....	7
Wskaźnik zajętości pasma.....	8
Usprawnienie gramofonu G-464.....	9
Redukcja szumów sprzęgiem stałoprądowym.....	10
Cyfrowy koder rozruchu silnika.....	11
Katalog 74HCxxx.....	13
Sondy pomiarowe.....	17
Spis artykułów - roczniki 90-92.....	26

Modyfikacja wzmacniacza PW 9010

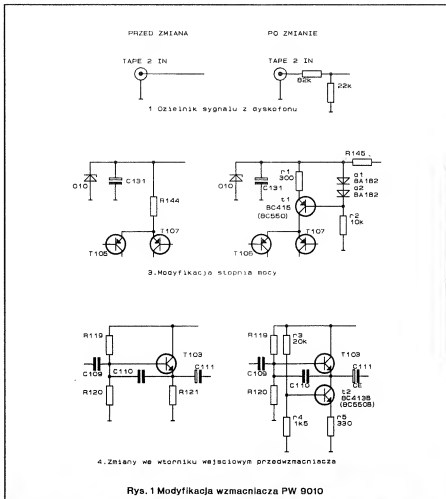
Współpraca wzmacniacza PW9010 ("Fonica") z dyskofonem CD obnażyła jego wady: duży poziom szumów i odczuwalny poziom zniekształceń. Jedynym rozsądnym sposobem poprawy jakości odbioru jest wymiana wzmacniacza na nowy, dobrej klasy. Jest to jednak rozwiązanie bardzo kosztowne. Wielokrotnie taniej jest wprowadzić modyfikacje do wzmacniacza, które zładują jego wady. Tak też postąpiłem kilka lat temu i przerobiony wzmacniacz jest do dziś bezawaryjnie eksploatowany. Opisu przeróbek wzmacniacza dokonam w oparciu o schemat ideowy zamieszczony w instrukcji obsługi (oraz opublikowany w "Radioelektroniku" 9/87). Zmiany zostały (rys.1) tak pomyślane, aby jak najmniej nakładem pracy i środków, uzyskać maksymalny efekt. Przedstawię je w kolejności: od najprostszych (i najszybszych do realizacji), po bardziej kłopotliwe.

1. Dzielnik napięciowy sygnału z dyskofonu. Dyskofon podłączony jest do wejścia TAPE 2. Duży poziom sygnału z dyskofonu powodował przesterowywanie stopnia wejściowego przedwzmacniacza i powstawanie odczuwalnych słuchem zniekształceń. Jest to przeróbka najprostsza do wykonania. Po zdjęciu pokrywki obudowy, odlutowujemy od gniazda "cinch" TAPE 2 IN przewody i montujemy dzielniki (rys.1).

2. Wymiana tranzystorów T103...105 w przedwzmacniaczu, z BC239B na niskoszumowe z prawdziwego zdarzenia, typu BC413B. Dzisiaj

możnaby polecić jeszcze lepsze tranzystory BC550. W pierwszej kolejności należy wymienić T105, który ma największy wpływ na poziom szumów przedwzmacniacza.

3. Przeróbka stopnia wejściowego wzmacniacza mocy (rys.1). Zamiast rezystora R144 wstawiamy źródło prądowe z prawdziwego zdarzenia (elementy r1, r2, d1, d2, t1). Ponieważ praktycznie całe wzmocnienie na-



pięciowe wzmacniacza mocy skoncentrowane w wejściowym stopniu różnicowym (T106, T107), można by w celu zmniejszenia szumów wzmacniacza mocy wymienić zastosowane tu tranzystory niskoszumowe BC416C na lepsze: BC560C.

4. Zwiększenie liniowości wtórniaka wejściowego. Wylutowujemy rezystor R121 i zamiast niego wstawiamy aktywne obciążenie w postaci

źródła prądowego (elementy r3, r4, r5, I2).

Można jeszcze pokusić się o wymianę elektrolitycznych kondensatorów sprzągających: C111, C114, C115, C118, C122, C125, na tantalowe.

Nie dysponowałem możliwością dokonania pomiarów parametrów wzmacniacza przed i po przeróbce. Subiektywnie różnica jest odczuwalna. Wyraźnie mniejszy jest poziom

szumów. Brzmienie wzmacniacza jest bardziej miękkie i subtelniejsze.

Leszek Madeja

Konwerter napięcie - współczynnik wypełnienia

Konwerter napięcia na współczynnik wypełnienia w cyklu pracy może być użyteczny w wielu zastosowaniach - przede wszystkim we wszelkiego rodzaju układach formowania impulsów. Przedstawiony na Rys.1 układ jest zewnątrznie wyzwalany i generuje prostokątny sygnał TTL (dla dużych szybkości CMOS) z cyklem pracy, który jest liniową funkcją napięcia sterującego V_c , przykładanego poprzez rezystor 1M do wejścia integratora U2 - Rys.1. Okres wyjściowego sygnału TTL jest ustalony przez częstotliwość zewnętrznego sygnału wyzwalającego f_m . Cykl pracy jest częstotliwościowo niezależny w szerokim zakresie częstotliwości wyzwalających f_m .

Obwód składa się z wyzwalanego dodatnim zboczem monostabilnego multiwibratora (U1) i z analogowego integratora (U2). Układ (U1) z rodziny HC lub HCT generuje impulsy trwające t_w , sterowane przez prąd kolektora tranzystora T1, w odpowiedzi na narastające zbocza częstotliwości wyzwalającej f_m . Cykl pracy

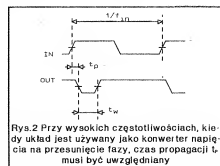
wyjścia układu U1 jest równy $t_w \cdot f_m$. Średnia wartość wyjściowego sygnału prostokątnego jest proporcjonalna do cyklu pracy (współczynnika wypełnienia okresu). Jako wynik całkowania cyklu pracy, integrator (U2) będzie dostarczał sygnału błędu dla pętli sprzężenia zwrotnego. Ten sygnał steruje szerokością wyjściowych impulsów z U1 (t_w), utrzymując cykl pracy na stałym poziomie przy określonej wartości napięcia sterującego V_c , gdzie cykl pracy $= 1 - V_c/5$ (dla napięcia zasilania $= +5V$) i V_c w przedziale 0-+5V). Aby otrzymać cykl pracy wprost proporcjonalny do napięcia sterującego, należy zastosować analogowy inwerter, który dostarczy 5[V] - V_c .

Układ jest zasilany napięciem +5[V]. Ponieważ to napięcie jest również używane jako napięcie odniesienia, musi być ono stabilne, aby zapewnić dokładność konwersji napięcie - cykl pracy. Dla wartości elementów wyspecyfikowanych na Rys.1 układ konwertera jest stabilny i dokładny w granicach częstotliwości

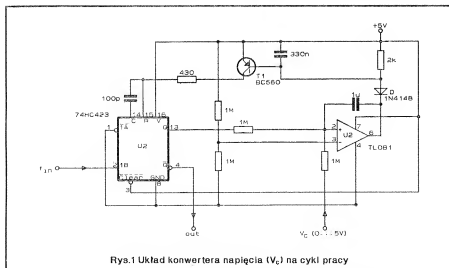
ci od 100[Hz] do około 1[MHz]. Czas ustalania cyklu pracy dla dużych i szybkich zmian napięcia sterującego V_c jest równy około 1 sekundy. Limit górnej częstotliwości f_m jest stosowany do minimalnej szerokości impulsu $t_{wmin} = 50[ns]$, który może być wygenerowany przez multiwibrator i do czasu powrotu do stanu stabilnego multiwibratora monostabilnego (U1) $t_n = 30[ns]$. Dolna granica częstotliwości f_m jest zależna od parametrów RC integratora (U2). Dla utrzymania stabilności układu parametry RC powinny być dużo większe od okresu częstotliwości wyzwalającej f_m . Tu jednak należy zwrócić uwagę, że duża wartość stałej czasowej RC zwiększa czas ustalania obwodu - w odpowiedzi na zmiany napięcia sterującego V_c .

Dla zadanej wartości częstotliwości wyzwalania f_m , najmniejszy cykl pracy jest zdeterminowany przez t_{wmin} (minimalna szerokość impulsu multiwibratora monostabilnego (U1)), a największy cykl pracy przez t_n (czas powrotu do stanu stabilnego multiwibratora monostabilnego (U1)). Na przykład, jeżeli $f_m = 10[kHz]$, wówczas minimalny cykl pracy jest określony zależnością

$t_{wmin} \cdot f_m = 50[ns] \cdot 10[kHz] > 0.0005$, natomiast maksymalny cykl pracy wynosi



Rys.2 Przy wysokich częstotliwościach, kiedy układ jest używany jako konwerter napięcia na przesunięcie fazy, czas propagacji t_p musi być uwzględniany



Rys.1 Układ konwertera napięcia (V_c) na cykl pracy

Automatyczna ładowarka akumulatorów

Stałe utrzymywanie akumulatora w stanie naładowanym (nawet gdy pojazd nie jest używany) pokaźnie wydłuża czas jego poprawnej pracy. Opisany poniżej układ pozwala na ciągłe podładowywanie prądem, który może być dostarczany do akumulatora np. przez gniazdo zapalniczkowe. Ładowarka składa się z: prostownika i regulatora.

Prostownik tworzą: transformator sieciowy Tr1, mostek prostowniczy B1 i kondensator wygładzający C1.

Prąd ładujący akumulator przepływa przez: stabilizator U5 i rezystory określające jego natężenie. Poszczególnym wartościom rezystancji odpowiadają następujące prądy:

47[Ω] 107[mA]
22[Ω] 230[mA]
10[Ω] 500[mA]
5[Ω] 1.0[A].

Diody D1-D4 pokazują aktualne położenie przełącznika. Elementy: T1, R1 i D5 zapewniają stałą jasność świecenia diod.

Gdy akumulator nie jest podłączony do wyjścia ładowarki, przełącznik nie jest załączony i napięcie sieci nie dochodzi do układu.

Po dołączeniu akumulatora, kondensator C3 zaczyna się ładować, tranzystor T4 przewodzi i przełącznik zostaje załączony. Napięcie sieci zostaje podane na uzwojenie pierwotne transformatora, a akumulator jest ładowany prądem płynącym przez diodę D7. Odkładające się na niej napięcie powoduje włączenie tranzystorów: T3 i T2. Przełącznik jest nadal załączony. T4 jest wyłączony.

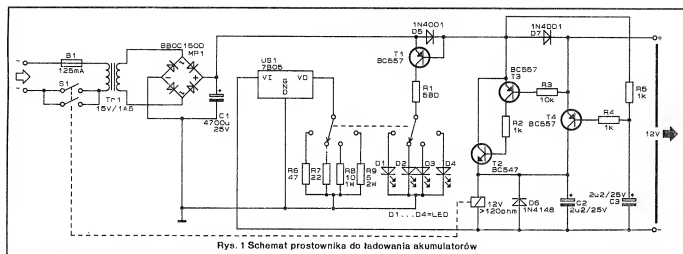
Jeśli posiadamy całkowicie rozładowany akumulator, nie będzie on w stanie spowodować włączenia zasilania. W takiej sytuacji należy wykonać to ręcznie wykorzystując przełącznik S1.

Należy zaznaczyć, że przy wielokrotnie powtarzanym procesie ładowania akumulatora kwasowego istnieje niebezpieczeństwo rozłożenia na tlen i wodór dużej ilości wody i

obniżenia poziomu elektrolitu poniżej górnej krawędzi płyt. Spowoduje to zasiarczenie odkrytych powierzchni i trwałą, częściową utratę pojemności. Z tego względu nie należy stosować prądu o natężeniu większym niż potrzeba. W większości przypadków wystarczy nastawienie ładowarki na najniższy zakres (ok. 100[mA]). Przy ładowaniu potężnych akumulatorów NiCd może być potrzebne większe natężenie prądu.

mgr inż. Witold Wrotek

Opracowano na podstawie:
Elektronika, July/August 1991



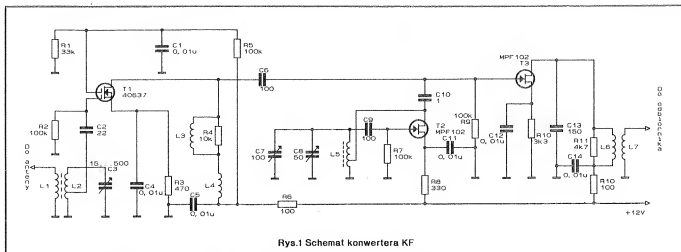
Rys. 1 Schemat prostownika do ładowania akumulatorów

KF konwerter

Konwerter ten pozwala na odbiór sygnałów amatorskich radiostacji i rozgłośni radiowych w zakresie częstotliwości 4-18MHz - rozgłośni radiowe 49, 41, 31, 25, 19 i 16m i amatorskie 40, 30 i 20m. Interesującą właściwością konwertera jest brak przełącznika zakresów.

Sygnał z anteny podawany jest do obwodu wejściowego (jest on przestrajany przy pomocy zmiennego kondensatora C3 w zakresie 4-18MHz). Następnie jest on podawany na szerokopasmowy wzmacniacz, który zrealizowany jest na dwubramkowym polowym tranzystorze T1. Heterodyna zbudowana jest

na tranzystorze T2. Przy pomocy zmiennego kondensatora C7 pokrywa ona pasmo 7.5-14.5MHz. Kondensator C8 zapewnia podstrajanie w pobliżu częstotliwości ustawionej przez kondensator C7 (dokładne nastawianie). Sygnały z szerokopasmowego wzmacniacza i heterodyny podawane są na bramkę polowego



Rys.1 Schemat konwertera KF

tranzystora T3, realizującego funkcję mieszcza. Sygnał p.c.z. (3.5MHz) wydzielany jest przez obwód L6C13. Następnie sygnał ten podawany jest przez cewkę C7 na wejście odbiornika.

Potrzebny zakres częstotliwości wybierany jest:

- przez strojenie heterodyny
- przez strojenie obwodu wejściowego

Obwód wejściowy określa jaką rzeczywistą częstotliwość (niższą

lub wyższą od częstotliwości heterodyny) będzie przetwarzał konwerter.

W pierwszym przypadku odbierany zakres częstotliwości wynosi 4÷11MHz, a w drugim 11÷18MHz.

Indukcyjność cewki L2 wynosi 3.2μH, dławika L4 - 1mH, cewki L5 - 3μH, L6 - 15μH. Dławik L3 nawinięty jest na rezystor R4 (moc 0.125W) i zawiera 50 zwojów wykonanych przewodem o średnicy 0.3mm. Odgązlenie cewki L2 jest zrealizowane na 1/2÷1/3 części jej uzwojenia, a

cewki L5 na 1/4÷1/3 części jej uzwojenia. Stosunek liczby zwojów cewki L2 i L1 może leżeć w zakresie 9÷10, a cewki L6 i L7 - 8÷9.

mgr inż. Zbigniew Pędzik

Opracowano na podstawie:
CQ ham radio 9/1989

Precyzyjnie równoważymy mostek

Mostki należą do najbardziej dokładnych przyrządów pomiarowych. Mostki wykorzystuje się do pomiaru rezystancji, pojemności, indukcyjności, impedancji i wielu innych wielkości. Jednak końcowa dokładność pomiaru zależy od tego z jaką dokładnością mostek został zrównoważony, czyli od precyzji określenia i ustawienia zera mostka.

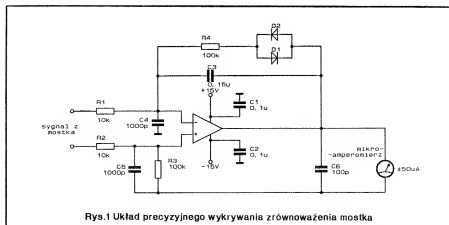
Stare, bardzo delikatne, wrażliwe

i niewygodne w użyciu galwanometry z płamką świetlną miały dokładność, czułość około 7μV/działkę. Nowoczesne elektroniczne detektory zera na wzmacniaczach operacyjnych oferują czułość rzędu 2μV/działkę oraz są o wiele wygodniejsze w użyciu i (co ważne) są o wiele tańsze. Ponadto dokładność obwodu automatycznie zwiększa się w miarę jak sygnał zbliża się do zera co pozwala

niemal perfekcyjnie zrównoważyć mostek ustawiając zero mostka. Jako wzmacniacz operacyjny może być użyty dowolny wzmacniacz operacyjny o małym prądzie nierównoważenia i małym dryfcie.

Działanie układu jest proste.

Zmienny sygnał z mostka podłączony jest do wejścia wzmacniacza operacyjnego bezpośrednio - Rys.1. Powoduje to zwyczajnie zgrubne wskazania ±50μA na mikroamperomierzu, który służyć będzie jako wskaźnik zrównoważenia mostka - wskaźnik zera. Jednak zbliżając się do zrównoważenia mostka, czyli do punktu zero na mikroamperomierzu, poziom sygnału z mostka bardzo maleje, żądając tym samym coraz większego wzmocnienia aby rozdzielić wskazania naszego mikroamperomierza rosta wraz z faktycznym zrównoważeniem mostka. Jednak utrzymanie stabilnego wzmacniacza operacyjnego staje się problemem. Zapewnienie cechy zmiennego wzmocnienia wzmacniacza operacyj-



Rys.1 Układ precyzyjnego wykrywania zrównoważenia mostka

nego wymaga, aby w pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego była dynamiczna rezystancja, która zwiększałaby się tak, jak sygnał na wejściu wzmacniacza zmniejszałby swój poziom.

Dwie diody połączone jak na Rys.1 (D1 i D2) w pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego spełniają taką funkcję. Zarówno dla dodatnich i ujemnych sygnałów wejściowych wzmacniacza. Wzmacniacz jest stabilny dla dużych wzmocnień.

Kondensatory C3, C5 i C6 redukują reakcje układu na wysokie częstotliwości. Kondensatory C1 i C2 filtrują napięcie zasilające wzmacniacz operacyjny.

Dla uproszczenia odczytu można ustawić w pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego wzmacniacza szereg stałych wartości, które można by skokowo przełączać i zmieniać wzmocnienie układu. Startujemy oczywiście z pomiarem dla małego wzmocnienia. Równoważymy mostek i przełączamy na kolejny większy stopień wzmocnienia. Postępujemy tak aż do momentu zrównoważenia mostka na najwyższym wzmocnieniu układu wzmacniacza. Oczywiście musimy uważać, aby dla danego zakresu układ wzmacniacza był stabilny i stopniowo po zrównoważeniu mostka na niższym zakresie wzmocnienia przełączać na wyższy.

Bezpośrednie wejście na najwyższy stopień wzmocnienia bez zrównoważenia wstępnie mostka może uszkodzić układ mikroamperomierza.

mgr inż. Aleksander Rode

Opracowano na podstawie:
ED 3/1989

Elektroniczny przełącznik 8-kanałowy sygnałów analogowych z możliwością kodowania wejścia

Na Rys.1 przedstawiono schemat analogowego przełącznika 8 - kanałowego z możliwością kodowania dowolnego wejścia i zbudowanego w oparciu o układ CD 4051.

W skład układu wchodzi:

- * układ rewersyjny 74193 U1
- * układ bezodbiłowy z przełącznikiem monostabilnym SW2 służącym do zmiany stanu wyjść licznika
- * dekoderek kodu BCD na kod wyświetlacza siedmiosegmentowego U2
- * wyświetlacz siedmiosegmentowy - wspólna anoda
- * 8 - kanałowy multiplexer/demultiplexer CD 4051 U5
- * multiplexer/selektor danych 74151 U3
- * układ zadawania stanów logicznych na wejścia selektora danych (przełącznik SW1 typu SW DIP-8 wraz z układem 8 rezystorów).

Do układu można doprowadzić 8 niezależnych sygnałów analogowych. Numer przełączanego sygnału analogowego wybiera się przełącznikiem monostabilnym SW2 w układzie bezodbiłowym, zbudowanym na bramkach NAND 7400, pracujących jako przerzutnik RS. Układ bezodbi-

ciowy eliminuje efekty uboczne występujące przy przełączaniu, objawiające się przypadkowymi stanami licznika. Licznik zlicza w górę liczbę przełączeń, wyświetlając na bieżąco stan występujący na wyjściu licznika, za pośrednictwem dekodera 7447 U2 na wyświetlaczu siedmiosegmentowym. Wyjścia licznika doprowadzone są do wejść adresowych 8 kanałowego multiplexera/demultiplexera CD 4051 U5. Każde przełączenie powoduje zmianę stanu licznika na wyjściu o 1. Zmienia się więc również stan na wejściu adresowym analogowego multiplexera, a zatem na wyjściu układu pojawi się sygnał o zadanym adresie.

Układ CD 4051 wyposażony został w dodatkowe wejście INH (\bar{E} - enable input). Umożliwia ono przy aktywnym stanie niskim multiplexowanie wejść. Jeśli do tego wejścia dołączymy sygnał będący w stanie wysokim, to spowoduje on odłączenie wejścia zaadresowanego od wyjścia. Cechą tę można wykorzystać do kodowania określonych sygnałów wyjściowych multiplexera.

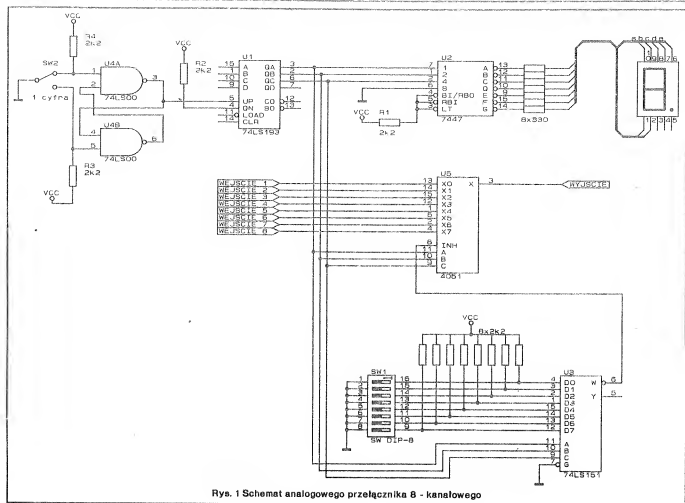
Użytkamy to dołączając do 8 kanałowego multiplexera/demultiplexera układ selektora danych z progra-

mowanym wejściem. Wyjście z selektora 74151 U3 jest dołączone do wejścia INH (\bar{E}) układu CD 4051.

Do układu selektora danych na jego wejście adresowe doprowadzone są linie będące wyjściami licznika, a zarazem adresem przełączanego sygnału analogowego. Tak więc 8 kanałowy multiplexer CD 4051 współbieżnie przełącza wejścia wraz z selektorem danych. Na wejściu selektora danych znajduje się układ umożliwiający programowanie stanu wejścia selektora 74151. Rolę tę spełnia przełącznik SW1 typu SW DIP-8 z dołączonym układem rezystorów. Ustawienie przełącznika na konkretnej linii wejściowej selektora w pozycji OFF, spowoduje ustawienie linii w stan wysoki, natomiast ustawienie w pozycji ON ustali stan logiczny "0".

Każde z wejść, zarówno multiplexera analogowego jak i selektora danych ma swój adres, wyświetlany na wyświetlaczu siedmiosegmentowym (patrz Tabela 1).

W celu zakodowania numeru sygnału analogowego przełączanego w układzie CD 4051 należy pod jego adresem ustawić na odpowiednim wejściu stan "0".



Rys. 1 Schemat analogowego przełącznika 8 - kanałowego

Tabela 1.

8-kanałowy multiplexer analogowy
CD 4051

Selektor danych
74151

Adres
Q_c Q_b Q_a

WEJŚCIE 1	X0
WEJŚCIE 2	X1
WEJŚCIE 3	X2
WEJŚCIE 4	X3
WEJŚCIE 5	X4
WEJŚCIE 6	X5
WEJŚCIE 7	X6
WEJŚCIE 8	X7

D0
D1
D2
D3
D4
D5
D6
D7

0	0	0
0	0	1
0	1	0
0	1	1
1	0	0
1	0	1
1	1	0
1	1	1

Przykład:

Jeżeli chcemy by WEJŚCIE 6 było sygnałem zakodowanym, należy wejście D5 układu selektora danych 74151 ustawić w stan 0. Pozostałe wejścia powinny znaleźć się w stanie logicznej "1" (przełącznik SW1 SW DIP-8 w pozycji OFF).

mgr inż. Dariusz Biełkowski

Wskaźnik zajętości pasma

Sterowane drogą radiową modele często wynikają się w niespodziewanych momentach spod kontroli i ulegają rozbiciu. Wiele "katastrof" nie jest spowodowanych uszkodzeniem nadajnika lub odbiornika. Często ich powodem są zakłócenia występujące w wykorzystywanym pasmie częstotliwości. Źródła ich mogą być różnorodne: praca "pirackich" radiostacji, znajdowanie się w zasięgu działania innego nadajnika itd. Z powyższych względów, wielce pomocne może się okazać urządze-

nie dające możliwość przed rozpoczęciem lotu (i w czasie jego trwania) stwierdzenia czy w wybranym przez nas pasmie częstotliwości panuje cisza.

Poniższy układ jest uproszczonym odbiornikiem pozwalającym na monitorowanie pasma 27 [MHz]. Odebrane sygnały są filtrowane (26...41 [MHz]) i podawane na wejście wzmacniacza różnicowego T1-T2. Ponieważ źródło prądowe tego stopnia zawiera układ oscylatora, zatem wzmacniacz funkcjonuje jako

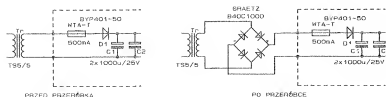
mieszacz. Układ wyjściowy: L4-C5-C6 jest nastrojony na częstotliwość 27.2 [MHz].

Wartości kwarców zostały dobrane pod kątem 40-kanałowego podziału pasma. Gdy przełącznik znajduje się w pozycji "A", wówczas układ pracuje jako wzmacniacz antenowy; w pozycji "B" kanały 38...49 są zamieniane w 8...19; w pozycji "C" kanały 50...53 są zamieniane w 20...23; i w pozycji "D" kanały 61...79 są zamieniane w 21...39.

mgr inż. Witold Wrotek

Rys. 1 Schemat wskaźnika zaletości pasma

Przeróbki dokonałem bezpośrednio po zakupie gramofonu. Aby nie demontować obudowy i nie naruszać plomb gwarancyjnych, zdecydowałem się na "dostawienie" mostka Graetza, bez dokonywania jakichkol-



Rys. 1 Modyfikacja zasilacza gramofonu G-464

wiek zmian na płycie elektronicznej. W tym celu zdjęłem talerz, uzyskując dostęp do transformatora sieciowego. Następnie zdemontowałem plastikową osłonę transformatora i wluutowałem scalony małowabarytowy (pod osłoną jest bardzo mało miejsca!) mostek Graetza (typu B40C1000). Schemat zasilacza po przeróbce przedstawiony jest na rys.1. Tak przerobiony gramofon ma w porównaniu z oryginalnym wyrobem fabrycznym następujące dodatkowe cechy:

- poziom przydźwięku sieciowego obniżył się radykalnie, tak że przy normalnych poziomach głośności nie jest on słyszalny
- łatwiejszy jest "rozruch" silnika i talerz gramofonu zdecydowanie szybciej rozpędza się do nominalnej prędkości obrotowej

- mniejszy o ok. 25% jest pobór mocy z sieci

Wyniki pomiarów mocy pobieranej z sieci przy podniesionym ramieniu (tzn. przy wyłączonym elektromagnesie) przedstawia tabela 1.

Przerobiony gramofon jest eksploatowany z powodzeniem już ponad dwa lata.

Leszek Madeja

LITERATURA:

- 1.J.Pawłowski "Nieliniowe układy analogowe" WKiŁ, Warszawa 1979
- 2.Instrukcja obsługi gramofonu G-464

Tabela 1.

Prędkość obrotowa	pobór mocy	
	przed przeróbką	po przeróbce
33 obr./min.	8,4VA	5,9VA
45 obr./min	8,4VA	5,9VA
napęd wyłączony	7,1VA	5,3VA

Redukcja szumów sprzęgiem stałoprądowym

Decydując się na sprzęg stałoprądowy zamiast zmiennoprądowego (poprzez kondensator) można zredukować szumy skojarzone z przedwzmacniaczem dla magnetycznych głowic czytających, w szczególności w paśmie niskich częstotliwości. Przedwzmacniacz firmy National Semiconductor typu LM 1897 może tłumić szumy w paśmie niskich częstotliwości ze współczynnikiem 10 - Rys.1.

Takie rozwiązanie jest bardzo przydatne w naturalnie zakłócanych środowiskach szybkich procesów przetwarzania danych jak np. odczyt kart kredytowych, czeków bankowych, biletów lotniczych i innych obiektów w ruchu, obiegu.

Układ LM 1897 eliminuje pojemnościowe sprzężenie pomiędzy głowicą czytającą a przedwzmacniaczem stosowane przy sprzęganiu zmiennoprądowym. Ponieważ LM 1897 ma bardzo dużą impedancję dla niskich częstotliwości, kondensator sprzęgający stanowiłby źródło szumów w tym zakresie częstotliwości. Sprzężenie zmiennoprądowe z przedwzmacniaczem o wysokiej impedancji wejściowej skłania do podbijania poziomu szumów z otoczenia. Głowica czytająca jakkolwiek ma niską rezystancję własną typowo około 50Ω i jest mało po-

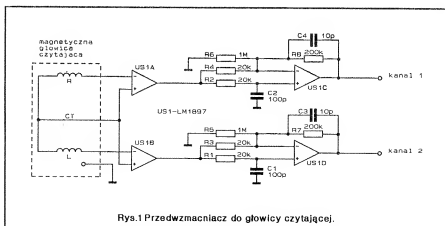
datna na podbijanie poziomu szumów. Jednak mimo, że układ LM 1897 ma bardzo niewielki początkowy prąd polaryzacji, zaledwie 2(μA) w najgorszym wypadku, to ten niewielki prąd początkowy polaryzacji układu LM 1897 przepływa przez małą rezystancję głowicy czytającej i generuje niewielkie szumy maksymalnie o poziomie 2μA x 50Ω = 100(μV). Zatem mimo wszystko pierwszy stopień przedwzmacniacza będzie powodował niewielkie szumy własne.

Podsumowując, układ przedwzmacniacza na LM 1897 eliminuje sprzężenie pojemnościowe zmiennoprądowe i redukuje szumy w paśmie niskich częstotliwości dla zastoso-

wań w układach z magnetycznymi głowicami czytającymi.

mgr inż. Aleksander Rode

Opracowano na podstawie:
ED 1/1989.



Rys.1 Przedwzmacniacz do głowicy czytającej.

Cyfrowy koder rozruchu silnika

Ukryty wyłącznik rozruchu silnika z cyfrowym kluczem kodowym - 4096 kombinacji!

Praktyka pokazuje, że wzmacnianie zamków drzwi w samochodzie czy też stosowanie najnowocześniejszych alarmów samochodowych nie jest tak skuteczne przed kradzieżami samochodów jak zmyślnie ukryte wyłączniki zapłonu.

Niektóre z produkowanych seryjnie samochodów wyposażone są w takie kodowane wyłączniki zapłonu np. Citroen XM 6V. Cyfrowe kodery zapłonu nie dają 100% zabezpieczenia przed kradzieżą, są jednak pewną przeszkodą dla złodziei. Ogólny schemat elektryczny obwodu rozruchu przedstawia RYS.1. W skład obwodu wchodzi: akumulator, wyłącznik zapłonu ("stacyjka"), rozrusznik z wyłącznikiem elektromagnetycznym. Na RYS.1. przedstawiono miejsce dołączenia do istniejącej instalacji elektrycznej cyfrowego kodera rozruchu silnika zwanego dalej kodem zapłonu. Schemat elektryczny układu kodera zapłonu przedstawiono na RYS.2. Zasada działania układu polega na wprowadzeniu przez użytkownika kodu cyfrowego czyli

klucza za pomocą trzech switchów SW1, SW2, SW3, a następnie zatwierdzenia przełącznikiem START. Układ sprawdza czy wprowadzony kod jest właściwy (klucz wybierany jest indywidualnie przez użytkownika).

Jeśli tak, to następuje zwarcie styków PK1 na czas ustalony przez użytkownika (od 4-45 sek). W tym momencie możliwy jest rozruch silnika. Po tym czasie następuje próba rozruchu musi być poprzedzona ponownym wprowadzeniem kodu klucza. W przypadku gdy wprowadzony kod jest niewłaściwy następuje uruchomienie alarmu (zwarcie styków PK2). Próba uruchomienia silnika bez wprowadzenia kodu (przekroczenie kluczyka stacyjki) spowoduje natychmiastowe uruchomienie alarmu na czas ustalony przez użytkownika od 7-10 min.

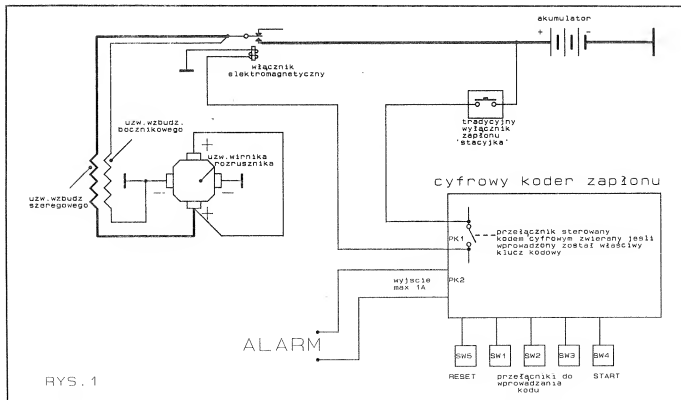
W przypadku pomyłki wprowadzanego kodu należy wcisnąć przełącznik RESET i rozpocząć wprowadzanie od początku. Układ kodera zapłonu umożliwia kombinację 4096 możliwości wprowadzanych kodów-kluczy. Tak więc prawdopodobieństwo wprowadzenia właściwego kodu-klucza przez osobę niepowołaną jest praktycznie zerowe. Koder należy umieścić w ukrytym miejscu, a przełączniki wprowadzania kodu

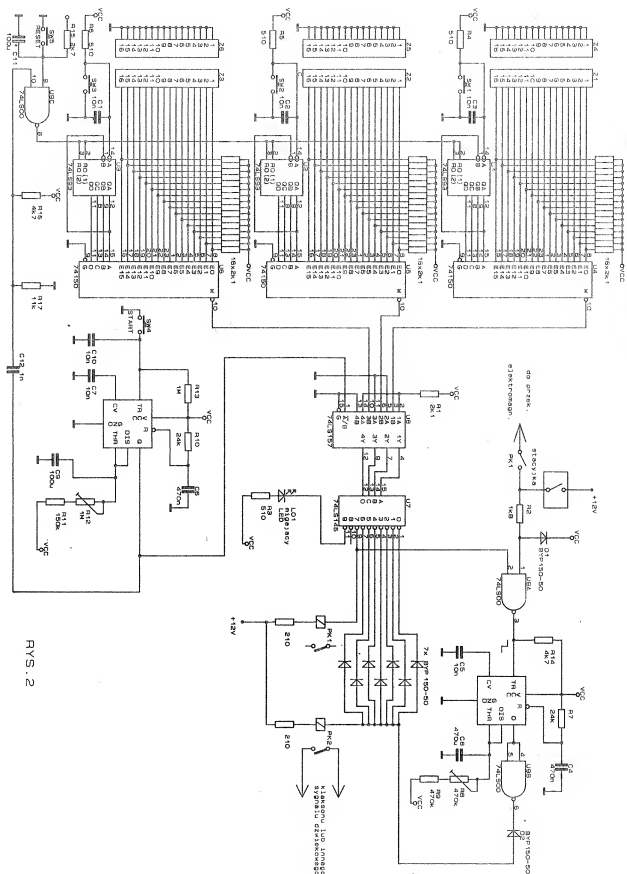
można np. zabrać ze sobą (w sytuacji gdy układ zrealizowany będzie na dwóch płytkach połączonych dowolnym złączem).

W skład układu kodera zapłonu wchodzi (RYS.2):

1. trzy liczniki 74LS93 (U1, U2, U3)
2. trzy pary złączy Z4-Z1, Z5-Z2, Z6-Z3, do ustalania klucza
3. pięć przełączników: SW1, SW2, SW3 - do wprowadzania kodu SW4 - RESET SW5 - START
4. trzy 16 wejściowe multiplexery/selektory danych 74LS150 U4, U5, U6
5. jeden czterokrotny dwuwejściowy multiplexer/selektor danych 74LS157 U8
6. jeden dekoderek kodu BCD z wyjściami OC 74145 U7 z układem diod BYP150-50 oraz dwoma przełącznikami P1, P2 np. mini-przełączniki V23042-A1003-B201 12V/1A firmy SIEMENS lub kontaktrona-mi)
7. dwa układy czasowe ULY7855 U10 i U11

c.d. opisu na str. 17





RYS. 2

Do układu wejść kodera dołączono się sygnały:

1. Zasilanie +12V (w opisie pominięto układ stabilizacji napięcia +5V)
2. Masa
3. 5 wejść przełączników switch
4. wejście od wyłącznika zapłonu (ze "stacyjki")

Wyjściami kodera są styki głównie przekaźników:

1. Wyjście zezwalające na ruch (styki PK1)
2. Wyjście "ALARM" (styki PK2)

Zasada działania

Po włączeniu zasilania następuje wyzerowanie 3 liczników U1, U2, U3, oraz dwóch układów czasowych U10 i U11. Stan niski na wejściu adresowym układu U8 przełączy stan wejść 1A, 2A, 3A, 4A na wyjście. Spowoduje to pojawienie się na wyjściu układu U8 kodu 09HEX doprowadzonego następnie do wejścia dekodera BCD U7. Zgodnie z tabelą stanów tego układu poziom niski osiągnie wyjście nr 9. Do wyjścia tego dołączony jest migający LED. Sygnalizuje on stan czuwania układu kodera.

Przełącznikami SW1, SW2, SW3 należy wprowadzić ustalony kod. Kolejne przełączanie switchów powoduje zwiększanie stanu liczników U1, U2, U3.

Wyjścia tych liczników są razem wejściami adresowymi 16 wejściowych multiplexerów/selektorów danych. Kolejne zwiększanie stanu licznika o jeden powoduje przełączenie na wyjście selektorów odpowiadających kolejnym licznikom stanu z wejść. Po ustaleniu pełnego kodu (za pomocą przełączników SW1, SW2, SW3), przy założeniu że został wprowadzony ten właściwy, na wyjściach trzech 16 wejściowych multiplexerów pojawi się stan wysoki. Można więc teraz zatwierdzić wprowadzony kod przełącznikiem SW4

START. Spowoduje to wywołanie układu czasowego U11 pracującego jako przerzutnik monostabilny.

Na wyjściu tego przerzutnika pojawi się stan wysoki. Czas trwania tego impulsu ustalony jest przez użytkownika rezystorem nastawnym R12 z zakresu 4-45 sek. Od stałej czasowej $(R11+R12) \cdot C9$ zależy czas zezwolenia na dokonanie rozruchu silnika. Po tym czasie próba uruchomienia silnika musi być poprzedzona wprowadzeniem właściwego kodu. Stan wysoki na wyjściu układu czasowego powoduje przełączenie na wyjście U8 stanu wejść 1B, 2B, 3B, 4B. W zależności od stanu logicznego tych wejść, a więc wprowadzonego klucza kodowego następuje w układzie dekodera kodu BCD zezwolenie na uruchomienie silnika (kod został wprowadzony prawidłowo) lub wywołanie alarmu (zła sekwencja klucza kodowego). Funkcję dekodera kodu BCD na kod 1 z 10 pełni układ U7 UCY74 145 z wyjściami typu otwarty kolektor. Możliwe więc stało się bezpośrednie dołączenie przekaźników do wyjść układu U7.

Ustalenie klucza kodowego

Użytkownik może co jakiś czas indywidualnie ustalać postać klucza kodu zezwalającego na uruchomienie jego samochodu. W tym celu wybiera on 3 liczby z zakresu 0-15 np. 8-14-2. Odpowiada to wybraniu następujących wejść 16 wejściowych multiplexerów /selektorów danych U4, U5, U8:

- wejście E8 układu U4
- wejście E14 układu U5
- wejście E2 układu U8.

Wybrane wejścia należy połączyć w odpowiednich parach złącz:

- Z4-Z1 dla układu U4
- Z5-Z2 dla układu U5
- Z6-Z3 dla układu U8

Spowoduje to przypisanie ustalonym cyfrom kodu stanu logicznego zera. Pozostałe wejścia trzech mul-

tiplexerów /selektorów danych (U4, U5, U6) pozostawiamy w stanie logicznej jedynki.

Jedynie wybranie właściwego kodu spowoduje zadziałanie przekaźnika zezwalającego na uruchomienie rozruchu silnika. Układ cyfrowego kodera zapłonu wyzwała alarm w przypadku gdy następuje próba uruchomienia silnika bez wprowadzenia klucza-kodu, za pomocą kluczyka stacyjki bądź zwarcia z napięciem +12V.

Wyjście z wyłącznika zapłonu doprowadzone jest za pośrednictwem układu diodowego do wejścia układu czasowego U10. Układ ten spełnia funkcję multiwibratora monostabilnego wyzwanego pojawiającym się w momencie przekroczenia kluczyka stacyjki napięciem +12V. Jeśli nie nastąpiło wprowadzenie kodu i przełączenie switcha SW4 START pojawiająca się jedynka logiczna na wejściu bramki U9A wyzwała przerzutnik U10. Czas trwania impulsu ustala indywidualnie użytkownik rezystorem nastawnym R8. Stała czasowa $(R8+R9) \cdot C8$ decyduje o czasie załączenia alarmu. Czas ten można regulować w zakresie od 7-10 min.

Wykorzystanie ukrytych wyłączników zapłonu z wprowadzonym kodem cyfrowym zabezpiecza w większym stopniu samochód przed kradzieżą. Niskie koszty wykonania urządzenia i prostota w obsłudze i montażu przemawiają za instalacją tego typu urządzeń.

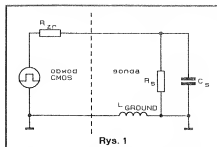
mgr inż. Dariusz Biełkowski

Sondy pomiarowe

Każda sonda, czy to oscyloskopu, czy też analizatora stanów logicznych, wprowadza pewne zakłócenia w działaniu testowanego obwodu. Nie można ich wyeliminować, ale można je uwzględnić (Rys.1). Rezystancja sondy względem masy tworzy w połączeniu z rezystancją źródła sygnału dzielnik, który zmniejsza

amplitudę sygnału. Pojemność sondy wraz z rezystancjami stanów obwodu RC. Stała czasowa tego obwodu będzie skracać czas narastania sygnału, a więc zwiększać szybkość narastania i wprowadzi opóźnienie w czasie przejścia między stanami. Stała czasowa układu RC wynosi w przybliżeniu $2.2RC$. Stąd przy rezys-

tancji wyjściowej 100Ω i pojemności sondy $8pF$, faktyczny czas narastania nie może być krótszy niż ok. 2ns. Z drugiej strony, indukcyjność prowadzenia masy sondy tworzy z pojemnością jej, testowanego obwodu oraz pasywnymi pojemnościami płytki drukowanej obwód rezonansowy LC. Z reguły indukcyjność



Rys. 1

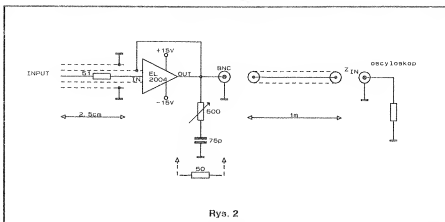
przewodzenia masy sondy wynosi ok. 10 nH/cm . Przy typowej pojemności sondy ok. 8 pF i zaniedbaniu pozostałych, oraz długości przewodu masy ok. 10 cm dostajemy częstotliwość rezonansową w przybliżeniu 178 MHz . Dlatego sygnały z czasem narastania krótszym niż 1.9 ns mogą wzmacniać drgania zakłócające.

Żeby uniknąć błędów w pomiarach przedziałów czasowych, pasmo obwodu oscyloskop-sonda musi być dostatecznie szerokie względem sygnału. Pozwoli to na dokładne jego odwzorzenie. Zasady doboru są następujące. Czas narastania w układzie oscyloskop-sonda powinien być mniejszy niż $1/3$ czasu narastania mierzonego sygnału, aby błąd pomiaru był nie większy niż 5% lub mniejszy niż $1/7$, aby błąd był nie większy niż 1% . Po drugie, czas narastania i szerokość pasma spełniają przybliżone równanie:

$$\text{czas narast.} = 0.35 / \text{szer. pasma.}$$

Na koniec, wypadkowy czas narastania równa się w przybliżeniu pierwiastkowi kwadratowemu z sumy kwadratów. Np. przy paśmie 1 GHz oscyloskopu i sondy, daje to łączny czas narastania ok. 495 ps . Dlatego takie połączenie może być użyte do pomiaru sygnału o rzeczywistym czasie narastania 1.5 ns z błędem 5% lub 3.5 ns z błędem 1% .

Sondy oscyloskopowe dzielą się na trzy rodzaje: niskoimpedancyjne dzielniki rezystorowe, skompensowane, wysokorezystancyjne biernie dzielniki, sondy aktywne. Dzielniki rezystorowe są wykonywane dla oscyloskopów o impedancji wejściowej 50Ω . Sonda zawiera zwykle szeregowy opornik z zakresu $450\text{--}950\Omega$. Kabel sondy stanowi 50Ω linię transmisyjną zakończoną wejściem oscyloskopu. Stąd pojawia się on jako czysto rezystancyjne 50Ω obciążenie sondy. Dlatego sondy wykonane jako dzielniki rezystorowe mają zastosowanie w szerokim zakresie częstotliwości, ograniczonym głównie pojemnością i indukcyjnością pasywnych rezystorów szeregowego oraz własną obudową. Mają one najniższe



Rys. 2

pojemności własne oraz szerokie pasmo rzędu kilku GHz. Stanowią najlepszy wybór w pomiarach, gdzie najbardziej krytycznym parametrem są zależności czasowe.

Wadą natomiast tych sond jest duże obciążenie, jakie stanowią dla układów. Nie każdy obwód może wytrzymać 500 czy 1000Ω , nawet przy pomiarach względnie niskoimpedancyjnych obwodów, może ona powodować znaczące błędy amplitudowe. Używając tych sond należy mieć na uwadze, że mogą one zmienić poziomy polaryzacji i rozprzylew

prądów, co może zmienić zachowanie się obwodu. Najczęściej stosowane są sondy w postaci biernych skompensowanych dzielników rezystorowych. I to zarówno w przypadku oscyloskopów jak i analizatorów stanów logicznych. Zwykle $900\text{ k}\Omega$ rezystor w sondzie tworzy dzielnik $10:1$ z $100\text{ k}\Omega$ rezystorem umieszczonym z drugiej strony kabla. Niekiedy dzielnik taki tworzą $9\text{ M}\Omega$ rezystor sondy i $1\text{ M}\Omega$ rezystancja wejściowa oscyloskopu. Aby osiągnąć płaską charakterystykę częstotliwościową trzeba mieć możliwość

Tabela 1

Producent	Model	Rezyst.	Pojemność	Pasma
Dzielniki rezystorowe				
Hewlett-Packard	54008A	$1\text{ k}\Omega$	0.25 pF	6 GHz
-	54006B	500Ω	0.25 pF	6 GHz
Tektronix	P6150	500Ω	0.15 pF	9 GHz
Bierne skompensowane dzielniki				
Hewlett-Packard	1043A	$1\text{ M}\Omega$	6.5 pF	500 MHz
-	10432A	$10\text{ M}\Omega$	7.5 pF	300 MHz
Tektronix	P6137	$10\text{ M}\Omega$	10.8 pF	400 MHz
-	P6562	$10\text{ M}\Omega$	10.3 pF	350 MHz
Fluke/Philips	PM8929/391	$10\text{ M}\Omega$	12 pF	325 MHz
Sondy aktywne				
Hewlett-Packard	54001A	$100\text{ k}\Omega$	2 pF	1 GHz
-	54701A	$100\text{ k}\Omega$	0.6 pF	2.5 GHz
Tektronix	P6203	$10\text{ M}\Omega$	2 pF	1 GHz
-	P6205	$1\text{ M}\Omega$	2 pF	750 MHz
Fluke/Philips	PM8943Q	$1\text{ M}\Omega$	3.5 pF	650 MHz
Analizatory stanów logicznych				
Hewlett-Packard	1650B 16510B	$100\text{ k}\Omega$	8 pF	ND
-	16515A/16A.	$10\text{ k}\Omega$	3 pF	ND
Tektronix	1230	$1\text{ M}\Omega$	8 pF	ND
Fluke/Philips	PM3580	$200\text{ k}\Omega$	7 pF	ND

ND - nie dotyczy

kompensacji pojemności kabla pomiarowego i pojemności wejściowej oscyloskopu, której dokładna wartość jest nieznana. Dlatego jeden z kondensatorów kompensujących musi być typu nastawnego.

Sondy tego typu mają najwyższą impedancję wejściową, ale tylko dla względnie niskich częstotliwości. Przy częstotliwości 2MHz, 8pF - pojemność stanowi 10k Ω - impedancję, a przy 100MHz tylko 200 Ω . Stanowią również największe obciążenie pojemnościowe i mają największe pasmo.

Sondy aktywne posiadają zwykle wzmacniacz buforujący. Steruje on 50 Ω - kabel zakończony 50 Ω - wejściem oscyloskopu. Stanowią one najlepszą kompromisową kombinację obciążenia rezystancyjnego i pojemnościowego oraz szerokości pasma. Wadą ich jest duży koszt, stosunkowo duże rozmiary, łatwość uszkodzenia. Należy więc posługiwać się nimi ostrożnie.

Można stwierdzić, że nie ma idealnej uniwersalnej sondy pomiarowej. Należy ją dobierać indywidualnie do każdego przypadku. Reprezentatywne przykłady każdego rodzaju sond przedstawia Tabela 1.

Przykład aktywnej sondy pomiarowej

W większości przypadków 1 do 2-pF pojemność wejściowa i 10M Ω rezystancja FET-sondy jest w zupełności wystarczająca. Niekiedy jednak może być potrzebna bardzo wysoka wejściowa rezystancja wraz z dużą szybkością.

Rezygnując w pewnym stopniu z szybkości i pojemności wejściowej, w porównaniu z sondami komercyjnymi, można samemu skonstruować taką sondę.

Schemat ideowy przedstawia Rys.2. 350-MHz hybrydowy wzmacniacz FET (dowolny wzmacniacz FET o dostatecznym paśmie i szybkości narastania) pełni rolę bufora. W układzie tym szerokopasmowy wtórnik źródłowy FET steruje szybki bipolarny stopień wyjściowy. Szerogowy rezystor wejściowy 51 Ω redukuje możliwość wzbudzenia się wtórnika w stopniu wejściowym wzmacniacza w przypadku, gdy sonda "widzi" niską impedancję. Wyjście układu steruje ekran linii wejściowej, ograniczając efektywną pojemność wejściową do 4pF. Uziemiony ekran

otacza ekran ochronny linii wejściowej, redukując możliwość łapania zakłóceń oraz tworzy wysokiej jakości połączenie z masą testowanego obwodu. Ewentualny opornik 50 Ω na wyjściu polepsza dynamikę sygnału, ale za to tłumi jego amplitudę. Normalnie stosuje się regulowany tłumik RC dla optymalizacji odpowiedzi nieltumionego wyjścia. Zasilanie układu scalonego jest prowadzone osobnymi przewodami z zasilacza w oddzielnej obudowie.

mgr inż. Robert Krzysztofek

Opracowano na podstawie:

1. Tietze, Schenk - Układy półprzewodnikowe.
2. EDN 7/92, 21/91
3. The ABC's of probes - Tektronix Inc.

MININADAJNIK UKF-FM z superczułym mikrofonem

65-74MHz **MINI-FON** 65-74MHz

Współpracuje z dowolnym radioodbiornikiem UKF! Rozpowszechniony od dawna w USA

- umieszczony w samochodzie, magazynie, hurtowni itp. może pełnić rolę ukrytego informatora, który sygnalizuje obecność osób niepożądanych;
- zabezpiecza łączność w kolumnie jadących samochodów;

- umieszczony w pokoju dziecka umożliwia kontrolę jego zachowań;
- umożliwia swobodny kontakt z osobą przebywającą w zasięgu działania MINI FONU;
- inne zastosowania wg pomysłów, inwencji i potrzeb użytkownika;

Zastosowanie

Przedsiębiorstwo Produkcyjno-Handlowe KRIS
82-300 Elbląg
ul. 1000-lecia 4/40
tel. 272-95, 446-53

- zasilanie 9V
- pobór prądu ok. 10mA
- zasięg w terenie otwartym do 200m (zależnie od czułości odbiornika)
- moc ok. 90mW
- cena 1szt. - 133 000zł (plus koszty przesyłki)

- czułość mikrofonu umożliwia dobry odbiór sygnałów akustycznych w promieniu 50m
- wymiary 53 x 30mm
- trymer dostrojenia umożliwia korektę częstotliwości w całym paśmie polskiego lub zachodniego UKF

CHARAKTERYSTYKA

* Prowadzimy sprzedaż wysyłkową za zaliczeniem pocztowym
* Zamówienia listowne lub telefoniczne.

Obwody drukowane wysyła

„POZYTON”

10-437 Olsztyn, ul. Dworcowa 75/25
skr. 539.

Katalog otrzymasz przesyłając zaadresowaną kopertę zwrotną ze znaczkiem.

ZAWSZE AKTUALNE!

RE 88

Firma **ELTRANS** oferuje zestawy

IEPRM, płytka w cenie 100.000zł

Sterownik węża świetlnego - 64 programy

Programowalny sterownik węża (pP 8031)

Generátor sygnału prostokątnego (pP 780)

Syntezator dźwięków wielokładowy (pP 780)

Wielofunkcyjny sterownik zegarowy (pP 8031)

(6 urządzeń, alarmy, limery, stopery)

Częstościomierz 50MHz (płytki, obudowa)

za 150.000zł oraz uruchomione moduły do Commodore 64 (z użyciem USER PORT)

Port 24 linii we/wy (6255) 150.000zł

Częstościomierz 30MHz 100.000zł

Sprzedaż wysyłkowa. Także komplety elementów i uruchomione płytki

63-211 GOLINA, ul. Jarocińska 27

RE 149

STEROWNIKI

do wężów dyskotekowych, reklam świetlnych, neonów. Niezawodne w działaniu, o małych wymiarach. Posiadają własne zasilacze, dużą obciążalność i możliwość podłączenia jednego węża ośmiokątowego lub dwóch wężów czterokątowych.

Dają możliwość programowania 200 kombinacji zapalających i gaszących się świateł.

Informacja: koperta zwrotna + znaczek "VOLT-S"

UL. MALBORSKA 88/24
82-300 ELBLĄG

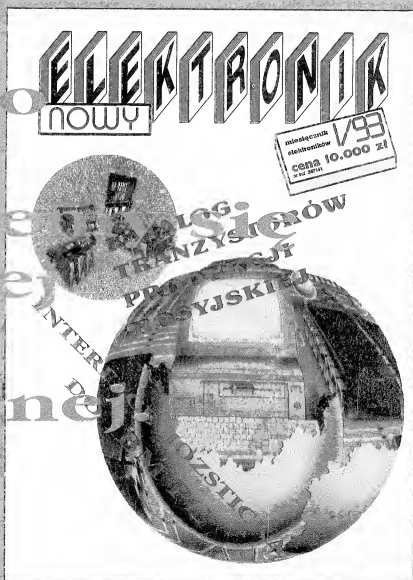
RE 111

Spis artykułów - roczniki 90-92

Tytuł artykułu	Autor	Nr	Str.	Tytuł artykułu	Autor	Nr	Str.
Aktywne sondy w.c.z. do częstotściomierza cyfrowego	Kusiek Andrzej	7/92	23	Katalog 74XXXX 154/182		2/91	14
Alarm braku zasilania	Rode Aleksander	9/92	2	Katalog 74XXXX 180/260		3/91	15
Alarmy wahań temperatury	Ogrowski Witold	2/92	9	Katalog 74XXXX 261/348		4/91	15
Analizator zniekształceń harmonicznych				Katalog 74XXXX 37/72		2/90	14
Opóźniający elektroakust.	Ogrowski Jolanta	8/92	3	Katalog 74XXXX 352/367		6/91	18
Asynchroniczny buffer FIFO	Rode Aleksander	9/91	9	Katalog 74XXXX 368/379		5/91	17
Autolarm w wykonaniu CMOS	Pędzik Zbigniew	1/92	7	Katalog 74XXXX 381/399		7/91	17
Automatyczna ładowarka akumulatorów	Wroblek Witold	12/92	6	Katalog 74XXXX 422/488		8/91	21
Automatyczna zmiana zakresu w mV, ICL7106				Katalog 74XXXX 490/593		9/91	19
Automatyczna zmiana zakresu w mV, ICL7106	Ogrowski Witold	2/91	10	Katalog 74XXXX 594/596		10/91	19
Automatyczny klucz teler.	Ogrowski Witold	3/91	7	Katalog 74XXXX 597/599		11/91	19
na układach CMOS				Katalog 74XXXX 604/607		12/91	23
Bardzo krótki opis COMMODORE C64 cz. 1	Kusiek Andrzej	6/91	14	Katalog 74XXXX 620/627		1/92	21
Bardzo krótki opis COMMODORE C64 cz. 2	Wieczorek Waldemar	10/91	11	Katalog 74XXXX 628/629		2/92	23
Blokada samochodu	Wieczorek Waldemar	11/91	11	Katalog 74XXXX 73-120		3/90	13
Budowa wielocyfrowych wyświetlaczy LED	Wroblek Witold	11/92	4	Katalog układów 74HCxxx		3-12/92	13
Charakterystyka układu CD4046B	Krzysztofek Robert	7/91	3	KF konwerter	Pędzik Zbigniew	12/92	5
oraz jego zastosowanie cz.1				Kilka uwag o przetworniku A/C C520D	Kusiek Andrzej	10/92	22
Charakterystyka układu CD4046B	Ogrowski Witold	2/92	18	Kontrola nap. zes. z układem scalonym			
oraz jego zastosowanie cz.2	Ogrowski Witold	6/92	7	Konwerter napięciowo-współczynniki wypeln.	Ogrowski Witold	1/91	13
Cyfrowe generatory i sumow	Pędzik Zbigniew	8/92	18	Krótki przegląd rodziny TTL i CMOS	Rode Aleksander	12/92	2
Cyfrowy kod rozruchu silnika	Biełkowski Dariusz	12/92	11	Lampa nocna z automatycznym wyłącznikiem	Krzysztofek Robert	9/91	15
Cyfrowy sekwencyjny dzielnik częstotliwości CMOS	Ogrowski Witold	5/91	10	Linia opóźniająca zachowująca szerokość impulsu	Wroblek Witold	8/92	23
Cyfrowy regulator mocy	Pędzik Zbigniew	2/92	17	Lista rozkazów mikrokomputera	Krzysztofek Robert	10/92	8
Cyfrowy termometr elektroniczny	Pędzik Zbigniew	2/92	17	serii MCS-48	Krzysztofek Robert	9/92	18
Częstotściomierz cyfrowy	Turkowski Paweł	3/92	17	LM 1801 - super oszczędny komparator	Szczątkiewicz Bł.	6/92	19
Częstotściomierz cyfrowy na ukł. CMOS	Kusiek Andrzej	8/91	12	LM 566C - Oscylator sterowany napięciowo	Szczątkiewicz Bł.	11/92	20
Częstotściomierz przesyłowa do woltomierza	Szczypek Tomasz	11/91	11	Ładowanie akumulatorów			
Czasomierz foto-zdarzeń mierzący z dokładnością 0,1s	Rode Aleksander	8/92	8	zasadach szczególnych	Ogrowski Witold	3/90	3
Detektor NBFM na układach scalonych UL 1242/1244	Kusiek Andrzej	12/91	21	Miedynody dzwonów	Ogrowski Witold	3/92	5
Detektor radarów	Wroblek Witold	9/91	5	Miernik częstotliwości o min. liczbie części	Ogrowski Witold	5/91	14
Detektor asynchronizmu	Rode Aleksander	2/92	6	Miejszacz cyfrowy	Kusiek Andrzej	10/92	17
Dodatkowe linie przerwań dla Z80	Krzysztofek Robert	9/92	2	Mikrofon bezprzewodowy	Ogrowski Witold	9/91	8
DS 1287 cyfrowy podwójny potencjometr	Ogrowski Witold	1/92	13	Mikrokomputer jednocukładowy	Krzysztofek Robert	7/92	8
Dzielnia ładunku elektrostatycznego na elementy elektr.				serii MCS-48	Wroblek Witold	10/91	17
Dzielnik częstotliwości do 1 GHz	Ogrowski Witold	9/92	21	Mikrokontroler 8051			
Dzielnik o współczynniku połowkowym	Ogrowski Witold	12/92	8	Mikroprocesorowy model zegarowy	Czula Jarosław	3/92	2
Ekonomiczne 5V źródło napięcia	Krzysztofek Robert	1/91	13	wer.2.4 cz.1			
Ekonomiczny generator impulsów	Rode Aleksander	3/92	9	Mikroprocesorowy model zegarowy	Czula Jarosław	4/92	2
Ekonomiczny powielacz o małej imped. wyj.	Pędzik Zbigniew	11/92	5	wer.2.4 cz.2			
Elektronika C432 monitorom	Krzysztofek Robert	1/92	10	Mikroprocesorowy tester układów			
Elektroniczny fazonierz	Pędzik Zbigniew	1/90	7	cyfrowych TTL	Biełkowski Dariusz	10/92	9
Elektroniczny przetłacznik 8-kanalowy				Mini przetwornik a/b	Ciesielski Ireneusz	2/91	2
sygnałów analogowych	Pędzik Zbigniew	6/92	6	Minigenerator przebiegów prostokątnych	Wieczorek Waldemar	8/92	22
Elektroniczny wysłuchasz zanikowy	Biełkowski Dariusz	12/92	7	Moduł monitora do OTVC			
Elektroniczny znak	Ciesielski Ireneusz	3/91	13	serii C 280/281/282	Zbysław Pior	5/91	11
Fazonierz	Stamul Jarosław	2/92	12	Moduł odchyleń poziomych i pionowych			
Filtr zaporowy na pasmo 60 Hz	Ogrowski Witold	11/92	11	Moduł odchyleń poziomych i pionowych	Pędzik Zbigniew	1/91	7
Filtr małej częstotliwości	Pędzik Zbigniew	9/92	17	Moduł odchyleń poziomych i pionowych			
Generator 50 Hz	Pędzik Zbigniew	11/91	17	Modulator audio/video uhl - TD5884X	Pędzik Zbigniew	2/91	5
Generator FSK	Rode Aleksander	5/92	17	Modulator audio/video uhl - TD5884X	Wroblek Witold	8/92	7
Generator funkcji z częstot. cyfrowym	Kusiek Andrzej	1/92	18	Modulacja wzmocnienia PW9010	Medjo Leszek	12/92	2
Generator harmonicznych	Rode Aleksander	2/92	2	Multimetr jako miernik częstotliwości	Ogrowski Jolanta	7/92	22
Generator płynnego zakresu z elektronicznym przesłanianiem				Multimetr z ICL 7108 cz. 1		1/90	12
Generator sygnałowy i wskaźnik	Pędzik Zbigniew	10/92	7	Multimetr z ICL 7108 cz. 2		2/90	12
natężenie pola				Naprawa modułów zegarowych MC 1201-06	Ogrowski Witold	3/90	9
Generator sumów	Wilczek Andrzej	7/91	13	Naprawa reduktów OTVC	Pędzik Zbigniew	3/90	4
Generator łasowego obrazu TV cz.1	Pędzik Zbigniew	11/91	3	Naprawa reduktów OTVC dokonaj cz.1	Pędzik Zbigniew	6/91	7
Generator łasowego obrazu TV cz.2	Choma Jarosław	3/92	9	Naprawa reduktów OTVC dokonaj cz.2	Pędzik Zbigniew	7/91	11
Generator w.c.z. z diodą lampa	Kusiek Andrzej	4/91	11	Niekonwencjonalny sposób dołączenia			
Generatory dla techniki pomiarowej i kontrolnej				przetwornika A/C do IBM cz.1	Noworyte Wojciech A.	7/92	17
Generatory kwarcowe na układach scalonych UL1242-45				Niekonwencjonalny sposób dołączenia			
Hi-Fi efekt Leslie	Kusiek Andrzej	11/92	5	przetwornika A/C do IBM cz.2	Noworyte Wojciech A.	8/92	17
Humanierny budzik	Pędzik Zbigniew	1/92	3	Nielpodyw dzielnik częstotl. przez 10	Kusiek Andrzej	3/91	12
ICL 7106 CMOS parametry cz. 2	Ogrowski Witold	4/91	6	Obwód sprzężenia zwrotnego przebywając			
ICL 7109 CMOS przetwornik A/C cz.1	Krzysztofek Robert	5/91	3	stał. poziom napięcia	Rode Aleksander	7/92	21
Interface do ATARI	Pędzik Zbigniew	11/91	6	Ocenie zniekształceń nieliniowych			
Interfejs wysłuchasz częstotliwości do układów HCT/HCT	Rode Aleksander	11/92	11	Podawanie n.c.z.	Pędzik Zbigniew	9/92	5
Jak podłączyć 8255 do ATARI				Oddalony układ gromadzenia danych	Rode Aleksander	3/92	5
Jak wzmocnić diodę kropki mleka	Ogrowski Witold	9/90	8	Ogólne zalecenia dot. lokaliz. uszkodzeń w telewizorach	Pędzik Zbigniew	3/91	11
Kalendarz mikroprocesorowy	Biełkowski Dariusz	11/92	2	Optyczne sygnalizacja stanu telefonizacji			
Katalog 74XXXX 90/26				linii abonenckiej	Ogrowski Witold	5/92	22
Katalog 74XXXX 121/153				Pętle fazowe ze zmiennym przesun. fazy	Krzysztofek Robert	5/92	17
				Perspektywy rozwoju telekomunikacji cz.1	M.S	1/90	4
				Podrocznik pomiaru na rdz. przewidywania		2/90	3
				Podwójny wzmacniacz mocy	Górski Janusz	11/91	15
				A2000VA/2005 cz.1			
				A2000VA/2005 cz.2	Pędzik Zbigniew	10/91	14
					Pędzik Zbigniew	11/91	7

*Z okazji
zbliżającego się*
NOWEGO ROKU
życzenia wszelkiej pomyślności
składa

**REDAKCJA
NOWEGO
ELEKTRONIKA**



**Zapraszamy do kiosków na terenie
całego kraju.**